

UNICEUB – CENTRO UNIVERSITÁRIO DE BRASÍLIA
FAET - FACULDADE DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO

CONTROLE DE SISTEMA VIA SOFTWARE

BRASÍLIA – DF
2004

UNICEUB – CENTRO UNIVERSITÁRIO DE BRASÍLIA
FAET - FACULDADE DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
CURSO DE ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO

CONTROLE DE SISTEMA VIA SOFTWARE

por

LEANDRO LIMA RAINERI
9966076 – FAET – UNICEUB

Trabalho Final de Graduação

Professor MC. Claudio Penedo de Albuquerque
Orientador

Brasília / DF, dezembro de 2004.

Resumo

O presente estudo aborda o desenvolvimento do controle de posição de um sistema, empregando simulação em computador. Os objetivos deste estudo foram: o projeto de um controlador para o sistema com finalidade de melhorar o desempenho do mesmo, e a realização de um algoritmo que implemente tal controle.

Este estudo descreve os procedimentos de análise e síntese de um controlador para um sistema composto por um servomotor e um portão. Inicialmente foi feita uma análise em tempo contínuo do sistema para depois passar à análise em tempo discreto. Toda esta análise foi a base para a realização do algoritmo que controla o sistema. Em todas as etapas foram feitos estudos a respeito do desempenho e da estabilidade do sistema de modo a garantir o funcionamento controlado do mesmo. Empregou-se a simulação em todos os instantes como forma de verificação da estabilidade do sistema.

O controle de posição é muito usado nos dias atuais, como por exemplo, em câmeras de vigilância que precisam mover-se até um determinado ponto, ou mesmo o posicionamento correto de antenas. A partir dos princípios deste estudo podem-se implementar sistemas robustos que necessitem de controle de posição. O sistema proposto neste trabalho visa controlar a tensão de entrada no servomotor de modo a se ter o exato posicionamento do portão. Para o sistema proposto neste estudo foram estudados: o modelo matemático do sistema, o sistema a malha aberta, o sistema a malha fechada e o controlador adequado que levasse o sistema às condições de estabilidade e desempenho desejados. Toda esta análise foi a base para o desenvolvimento de um algoritmo que possibilitasse o controle do sistema.

Sumário

1 - Introdução.....	8
2 – O sistema	10
2.1 – Servomotor	10
2.2 - Controlador.....	10
2.3 - Sensor.....	11
2.4 – Descrição do sistema.....	12
3 – Modelo matemático do sistema	14
3.1 – Função de transferência.....	16
4 – Controlador	21
4.1 – Sintonia do controlador.....	23
5 – Análise de estabilidade	25
5.1 – Sistema não controlado	25
5.2 – Sistema controlado	26
6 – Análise em tempo discreto	28
6.1 – Estabilidade de sistemas discretos	29
6.2 – Discretização.....	30
6.3 – Algoritmo do controlador.....	31
7 – Conclusão	35
Referências bibliográficas.....	36
Anexo A – Códigos do Matlab	37
Anexo B – Código fonte.....	40
Anexo C – Motor de corrente contínua	42

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Esquema do controle do sistema.....	12
Figura 2.2 – Diagrama de blocos simplificado do sistema.....	13
Figura 3.1 – Esquema do servomotor.....	14
Figura 3.2 – Diagrama de blocos da planta.	18
Figura 3.3 – Diagrama de blocos do sistema realimentado.....	19
Figura 3.4 – Gráfico da resposta ao degrau do sistema realimentado.	20
Figura 4.1 – Diagrama de blocos simplificado do sistema.....	21
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema.....	22
Figura 4.3 – Resposta ao degrau do sistema com o controlador PID.....	24
Figura 5.1 – Root Locus do sistema não controlado.	26
Figura 5.2 – Root Locus do sistema controlado.	27
Figura 6.1 – Sinal em tempo contínuo e sinal em tempo discreto.....	28
Figura 6.2 – Diagrama de blocos do sistema controlado pelo computador.....	29
Figura 6.3 – (a) Região de mapeamento do plano s; (b) Região de mapeamento no plano z. .	30
Figura 6.4 – Estabilidade da estrutura de controle no plano z.....	31
Figura 6.5 – Sinal em tempo contínuo, tempo discreto e digitalizado.	32
Figura 6.6 – Representação do controlador PID na forma direta I.....	34
Figura C.1 – Foto de um motor de corrente contínua.....	42
Figura C.2 – Campo magnético gerado por corrente elétrica.....	43
Figura C.3 – Funcionamento do motor cc.....	44
Figura C.4 – Sentido de rotação do motor.....	45

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Constantes do servomotor.	15
---	----

Lista de Símbolos

b	Coefficiente de atrito.
cc	Corrente contínua.
i	Corrente no motor.
J	Momento de inércia.
K_b	Constante da força contra-eletromotriz.
K_m	Constante do motor.
K_p	Constante proporcional.
K_i	Constante integrativa.
K_d	Constante derivativa.
K_{Pot}	Constante do potenciômetro.
L	Indutância na armadura do motor
R	Resistência do motor.
T	Torque do motor.
v_a	Tensão de entrada.
v_b	Tensão devido a força contra-eletromotriz.
ω	Velocidade angular.
θ	Posição angular.

1 - Introdução

O uso de sistemas de controle permite que os sistemas da vida real sejam conhecidos e modelados de modo a controlar seu funcionamento. Um sistema de controle pode ser descrito como uma interconexão de componentes que formam uma configuração de modo a produzir uma resposta desejada desse sistema.

A engenharia de controle é baseada nos fundamentos da teoria da retroação e na análise de sistemas lineares, por isso, freqüentemente a engenharia de controle não está limitada a qualquer um dos ramos da engenharia, mas é igualmente aplicável a várias áreas da mesma. O uso da retroação nos sistemas de controle permitiu o desenvolvimento do chamado controle automático, onde o uso de um sinal de retroação no sistema associado a uma medida do sinal de saída permite manter uma relação pré-estabelecida entre a saída e a entrada do sistema a fim de controlar o processo.

O mecanismo regulador de bóia aparece na Grécia no período entre 300 a 1 a.C. como uma das primeiras aplicações do controle com retroação. Em 1681 foi inventado o primeiro controlador de caldeiras a vapor por Dennis Papin (1647-1712). Porém, o primeiro controlador automático usado em processo industrial foi o regulador de esferas de James Watt, desenvolvido em 1769 para controlar a velocidade de máquinas a vapor.

Durante a segunda Guerra Mundial a teoria e a prática do controle automático receberam um grande incentivo uma vez que se tornou necessária à criação de pilotos automáticos para aviões, sistemas de posicionamento de canhões, sistemas de controle para radares e outros sistemas militares. Modelos matemáticos e analíticos aumentaram em número e utilidade, permitindo executar cálculos mais rápidos e precisos.

Durante a década de 1980 tornou-se rotina a utilização de computadores digitais como parte de sistemas de controle, permitindo a otimização, a rapidez e a precisão cada vez maior dos cálculos matemáticos. Com a era espacial, novos estímulos foram dados à engenharia de controle, permitindo projetar sistemas muito mais complexos e precisos. Assim, é possível encontrar aplicações dos sistemas de controle em todos os setores da nossa vida cotidiana.

O presente desafio ao engenheiro é a modelagem e o controle de sistemas modernos, complexos e interligados, talvez a característica de maior relevo da engenharia de controle seja a oportunidade de controlar máquinas, motores e processos que alavanquem a economia e beneficiem a sociedade.

Assim sendo, este projeto visa usar a teoria de controle clássico com a finalidade de controlar um sistema. Este sistema será composto de um servomotor de corrente contínua que poderá ser acoplado a uma comporta, portão ou até mesmo a uma porta, levando em conta algumas variáveis, como a carga que o servomotor deverá suportar e o coeficiente de atrito do sistema. Ao sensor caberá o papel de proporcionar a realimentação do sistema, visando assim obter efetivamente um controle em

tempo real do servomotor, e assim será aplicada toda a teoria da realimentação ao sistema. Todo este projeto tem a finalidade de desenvolver um algoritmo que represente a estrutura de controle, e possa ser implementado em um computador.

Este trabalho está dividido em 7 capítulos. No capítulo 2 é feita a descrição do sistema. O capítulo 3 apresenta a modelagem matemática de todo o sistema. No capítulo 4 descreve-se o projeto do controlador. No capítulo 5 é feita a análise da estabilidade do sistema não compensado e compensado. O capítulo 6 apresenta a análise em tempo discreto, e é feita a discretização do controlador PID de modo a obter o controle feito por computador. O capítulo 7 apresenta a conclusão a respeito do trabalho desenvolvido ao longo deste estudo.

2 – O sistema

Com a finalidade de entender todo o funcionamento do sistema, torna-se necessário primeiramente entender as partes que compõem o mesmo. Portanto, este capítulo apresenta o motor de corrente contínua, o controlador, o sensor e o diagrama em blocos do sistema.

2.1 – Servomotor

Os servomotores são em geral motores de corrente contínua (cc) muito precisos, e que possuem um codificador conectado ao seu eixo, este tem a capacidade de monitorar a posição angular e a velocidade do eixo do motor. Estas informações são disponibilizadas para um controlador que pode ajustar a posição angular e a velocidade do eixo do motor, criando, desta forma, um sistema de controle realimentado. O servomotor disponibiliza as informações para que o controlador possa ajustar as reações do motor a todo o momento.

O termo servomotor pode ser usado como um termo genérico para diferentes dispositivos de controle. Porém para a engenharia, é um tipo especial de motor com circuitos complexos que possibilitam alto desempenho com controle preciso de posição e/ou velocidade.

Os servomotores, devido as suas características, são usados extensivamente em acionamentos que exigem controle de posição e/ou velocidade, tais como mesas giratórias, leitoras de fitas K7 e VHS, portões ou comportas que necessitem de posição controlada, entre outros, ou seja, aplicações típicas que necessitem de controle de posição e/ou velocidade.

2.2 - Controlador

O controlador é necessário para ajustar a posição do eixo do servomotor à posição desejada. É o controlador que ajusta o sistema aos requisitos de desempenho projetados, os requisitos de desempenho para este sistema estão no capítulo 4.

Foi escolhido um controlador do tipo PID para este projeto. Conforme o livro Sinais e Sistemas [1] que foi utilizado como uma das referências bibliográficas, de todas as técnicas de projeto de controladores o controlador PID é o mais usado atualmente. Mais de 85% de todos os controladores dinâmicos, utilizados atualmente, são de alguma variedade do controlador PID. Existe de fato uma grande diversidade de tipos e métodos de projeto de um controlador PID.

O controlador é necessário para ajustar a posição do servomotor à posição desejada. Essa ação é proporcional ao erro verificado entre o valor desejado e o medido para a propriedade regulada. Três parcelas são então adicionadas: uma de proporcionalidade direta a cada novo erro, outra de proporcionalidade à soma acumulada do erro e uma terceira de proporcionalidade à taxa de variação

do erro, compondo uma lei de controle denominada proporcional + integral + derivativa (PID) que descreve o comportamento de boa parte dos dispositivos de controle mais simples. Cada um destes termos, o P, o I e o D, são condições de um algoritmo de controle, e cada um deles tem seu papel.

2.3 - Sensor

O sensor escolhido para realimentação do sistema foi um potenciômetro. Os potenciômetros são compostos basicamente de um elemento resistivo sobre o qual desliza um contacto móvel. Quando se aplica uma tensão nos extremos de um potenciômetro, a tensão entre o extremo inferior e o centro (eixo) é proporcional à posição angular ou linear do sistema medido. Assim sendo, este potenciômetro vai medir a posição angular do eixo do servomotor e disponibilizar esta informação para o controlador, que poderá ajustar o movimento do servomotor a todo o instante do funcionamento do sistema.

Nos sistemas de controle modernos, com a finalidade de melhorar os desempenhos dos sistemas controlados, usam-se potenciômetros especiais, de alta linearidade, dimensões adequadas, de fio metálico em geral, com menor desgaste. Estas características fazem com que este sensor seja mais preciso e robusto.

2.4 – Descrição do sistema

O objetivo deste trabalho é controlar a posição angular do eixo do servomotor e, com isso, a posição do portão em todos os instantes do funcionamento do mesmo.

A Figura 2.1 ilustra a configuração real do projeto. O servomotor liga-se a um sistema, que está representado por um portão. Este terá seu movimento controlado pelo servomotor. O sensor do servomotor monitora o movimento, e devolve a posição angular real do sistema para o controlador, que fará os ajustes de tensão a fim de controlar a posição do movimento em tempo real.

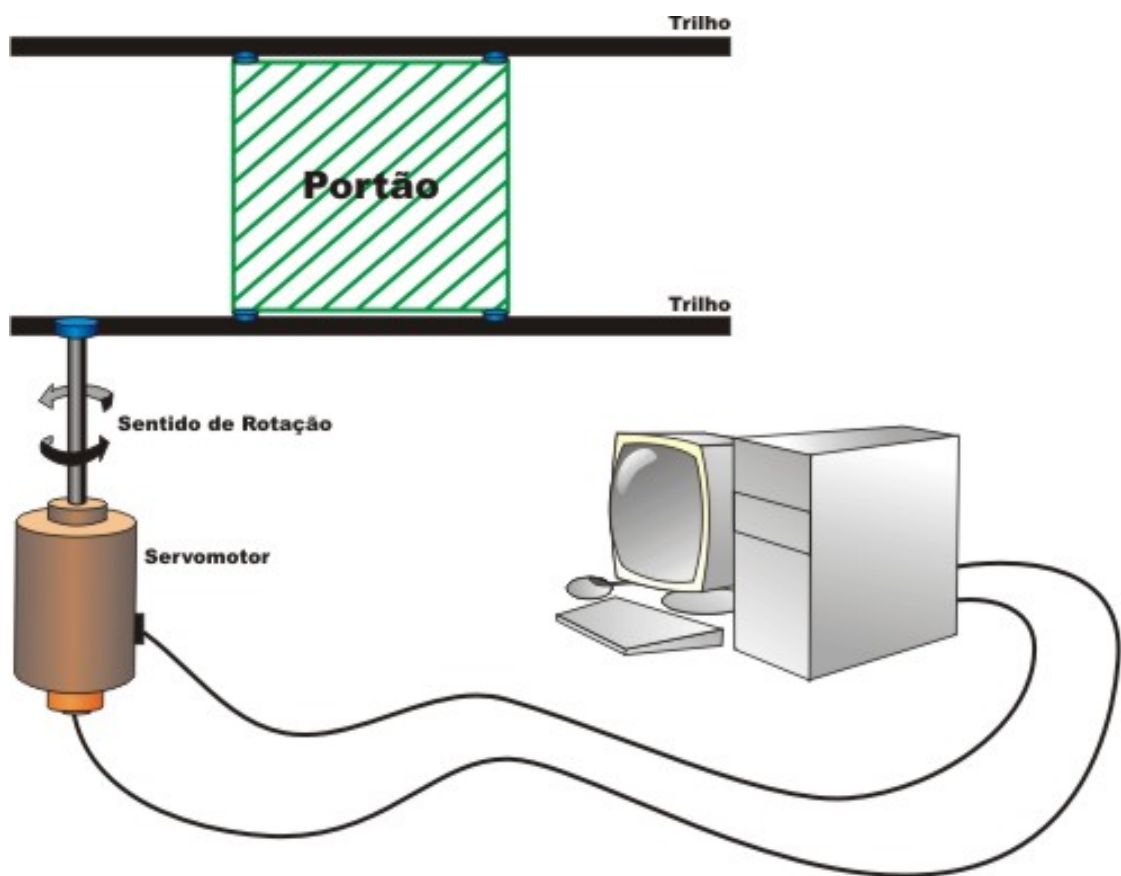


Figura 2.1 – Esquema do controle do sistema.

O diagrama de blocos equivalente ao sistema é mostrado na Figura 2.2. O sistema funciona a partir de uma tensão de entrada que faz com que o servomotor funcione o sistema. O sensor produz um sinal que é enviado em forma de tensão o qual é comparado com o sinal de entrada. O sinal de erro resultante desta comparação é enviado ao controlador que reajusta o sinal de tensão de modo a variar a posição do servomotor conforme desejado.

O erro é a diferença entre a saída desejada e a saída medida, esta diferença deve ser corrigida para que a saída real do sistema seja igual à desejada. O controlador é um dispositivo que vai regular a tensão de entrada no servomotor, a fim de variar a sua posição e ajustá-la à desejada. O atuador é o agente que confere o movimento ao sistema, o qual, neste caso, é o próprio servomotor. Finalmente, o sensor de posição angular compõe o módulo de realimentação do sistema. A posição final é dada pelo ângulo de rotação do eixo do motor.

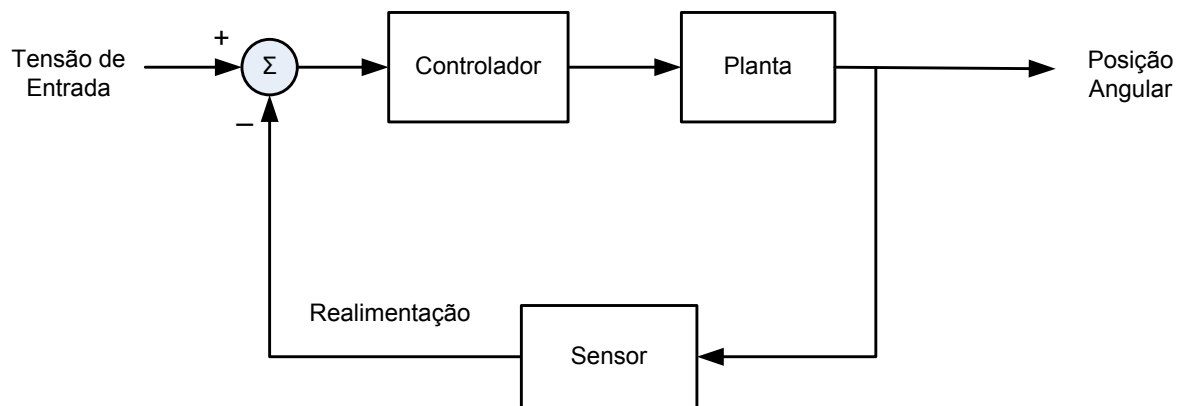


Figura 2.2 – Diagrama de blocos simplificado do sistema.

3 – Modelo matemático do sistema

Para entender e controlar um sistema é necessário a obtenção de um modelo matemático quantitativo deste sistema, que visa analisar e prever o comportamento dinâmico do mesmo. Para isso, é necessário uma análise da relação entre as variáveis que atuam no sistema de modo a se obter tal modelo matemático. Em sistemas dinâmicos, como é o caso deste estudo, as Equações que descrevem seu comportamento são usualmente Equações diferenciais.

Na análise do modelo matemático serão empregadas algumas considerações ou aproximações sobre o sistema físico e seu funcionamento, essa análise pode ser encontrada no livro Sistemas de Controle Modernos [1] conforme bibliografia adotada. Usando leis físicas que descrevem o sistema linear equivalente, pode-se obter um conjunto de Equações diferenciais lineares de modo a, posteriormente, obter a Equação que descreve a operação do sistema. Torna-se necessário, por conseguinte, analisar as relações entre as variáveis do sistema e obter o modelo matemático referente ao caso específico.

Com a finalidade de realizar a modelagem matemática do sistema, a Figura 3.1 apresenta o esquema de um servomotor, com excitação independente controlado pela armadura, com o circuito elétrico e o eixo do mesmo.

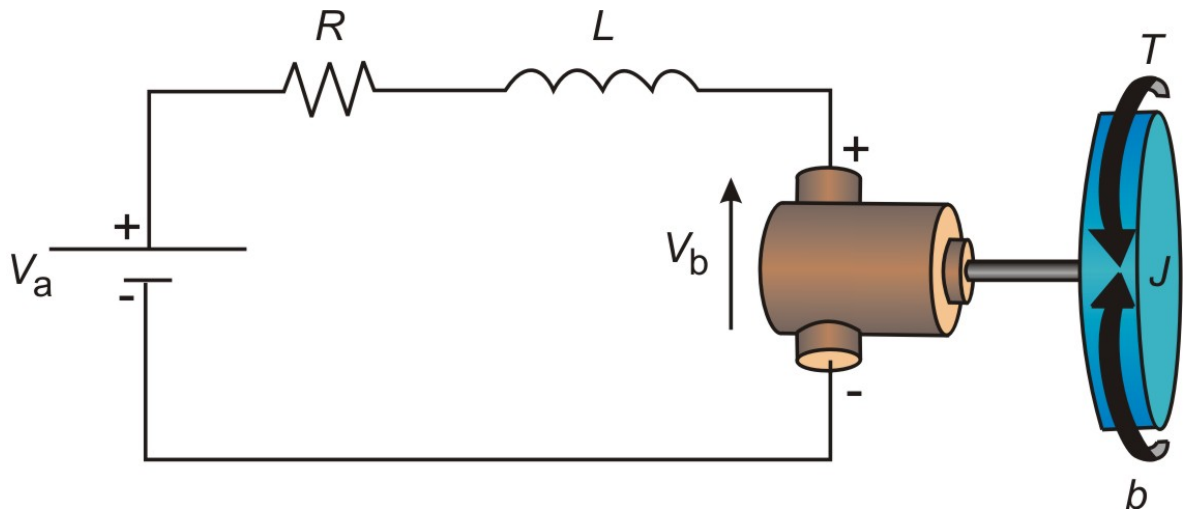


Figura 3.1 – Esquema do servomotor.

A Tabela 3.1 apresenta os valores físicos e as constantes de um servomotor empregadas neste trabalho. Esta tabela pode ser encontrada no livro Sistemas de Controle Modernos [1] conforme bibliografia adotada.

Tabela 3.1 – Constantes do servomotor.

Descrição da constante	Símbolo	Valor
Momento de inércia da carga	J	$3.2284 * 10^{-6} \text{ kg.m}^2 / \text{s}^2$
Atrito do sistema mecânico	b	$3.5077 * 10^{-6} \text{ N.m.s}$
Constante do motor	K_m	$2.74 * 10^{-2} \text{ N.m / Amp}$
Resistência	R	4Ω
Indutância	L	$2.75 * 10^{-6} \text{ H}$

Os principais componentes do sistema de controle de posição são o servomotor, os sensores, o controlador e a carga que no caso deste sistema é o portão.

O torque desenvolvido pelo servomotor é admitido como sendo relacionado linearmente à constante do motor e à corrente, como a seguir:

$$T = K_m i \quad (3.1)$$

onde T é o torque, K_m é a constante do motor e i a corrente que percorre a armadura do motor.

Neste projeto, o servomotor estará conectado a um sistema. Conforme especificações este sistema pode ser um portão, uma porta, entre outros. Portanto, deve-se levar em conta uma carga que o servomotor terá de movimentar. O torque da carga para inércias em rotação é escrito como:

$$T = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + b \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

onde J é a inércia do conjunto carga e rotor, θ é o ângulo de rotação do eixo e b representa o coeficiente de atrito do motor. Substituindo a Equação 3.1 na Equação 3.2 obtém-se a Equação 3.3:

$$K_m i = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + b \frac{d\theta}{dt} \quad (3.3)$$

A tensão devido a força contra-eletromotriz é representada pela seguinte Equação:

$$v_b = K_b \frac{d\theta}{dt} \quad (3.4)$$

onde K_b é a constante devido a força contra-eletromotriz.

Do circuito do servomotor apresentado na Figura 3.1, tem-se:

$$v_a = Ri + L \frac{di}{dt} + v_b \quad (3.5)$$

Substituindo a Equação 3.4 na Equação 3.5, obtêm-se:

$$v_a = Ri + L \frac{di}{dt} + K_b \frac{d\theta}{dt} \quad (3.6)$$

3.1 – Função de transferência

A função de transferência de um sistema é definida como a relação entre a transformada de Laplace da variável de saída e a transformada de Laplace da variável de entrada, com todas as condições iniciais supostas iguais a zero. Esta representa a relação que descreve a dinâmica do sistema, e sua descrição do tipo entrada-saída do mesmo.

Fazendo a transformada de Laplace das Equações 3.1, 3.2 e 3.6, tem-se respectivamente:

$$T(s) = K_m I(s) \quad (3.7)$$

$$T(s) = Js^2 \theta(s) + bs \theta(s) \quad (3.8)$$

$$V_a(s) = RI(s) + LsI(s) + K_b s \theta(s) \quad (3.9)$$

onde s denota a variável complexa no domínio da transformada de Laplace.

Substituindo a Equação 3.7 na Equação 3.8, tem-se:

$$K_m I(s) = Js^2 \theta(s) + bs \theta(s) \quad (3.10)$$

Isolando a corrente na Equação 3.10, obtêm-se:

$$I(s) = \frac{Js^2\theta(s) + bs\theta(s)}{K_m} \quad (3.11)$$

Rearranjando a Equação 3.9, obtêm-se:

$$V_a(s) - K_b s\theta(s) = (R + Ls)I(s) \quad (3.12)$$

Substituindo a Equação 3.11 na Equação 3.12, tem-se:

$$V_a(s) - K_b s\theta(s) = [R + Ls] \frac{[Js^2\theta(s) + bs\theta(s)]}{K_m} \quad (3.13)$$

Desenvolvendo a Equação 3.12:

$$K_m V_a(s) = \theta(s)[LJs^3 + (RJs^2 + Lbs^2) + (Rbs + K_b K_m s)] \quad (3.14)$$

$$\frac{V_a(s)}{\theta(s)} = \frac{s[LJs^2 + (RJ + Lb)s + (Rb + K_b K_m)]}{K_m} \quad (3.15)$$

Desenvolvendo a Equação 3.15 chega-se a Equação 3.16 que é a função de transferência da planta.

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{(Ls + R)(Js + b)s + K_m K_b s} \quad (3.16)$$

Com base na Equação 3.16 pode-se obter a Figura 3.2 que demonstra o diagrama de blocos da planta:

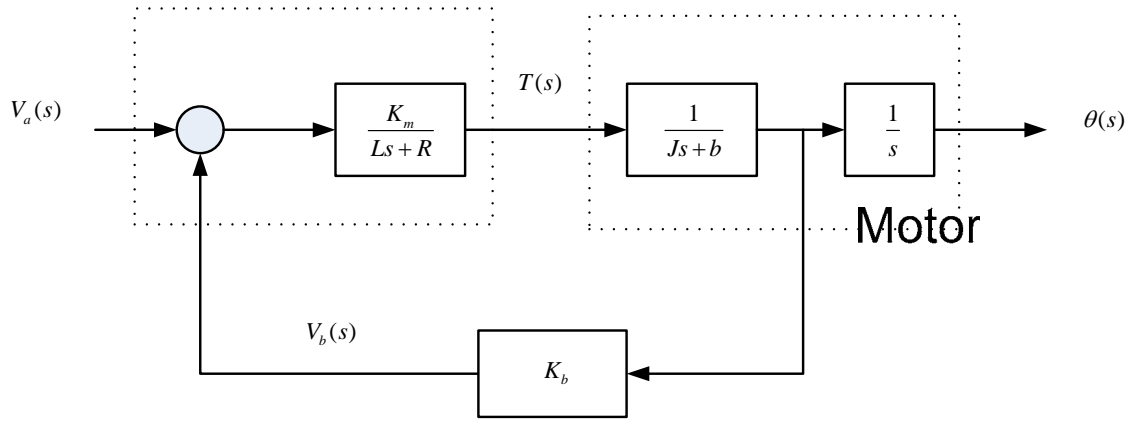


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da planta.

Para servomotores usados em aplicações de controle, é comum considerar K_m igual a K_b . Esta igualdade pode ser mostrada considerando a operação em estado estacionário. A potência de entrada no rotor é $(K_b \omega)i$ e a potência entregue ao eixo é $T\omega$. Na condição de estado estacionário, a potência de entrada é igual à potência entregue ao eixo de modo que $(K_b \omega)i = T\omega$; como $T = K_m i$ (Equação 3.1), conclui-se que $K_b = K_m$ [1]. Portanto a Equação 3.16 pode ser reescrita como:

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{s[(Ls + R)(Js + b) + K_m^2]} \quad (3.17)$$

Substituindo os valores das constantes do servomotor apresentados na Tabela 3.1 na Equação 3.17, obtém-se:

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{0.0274}{8.878 * 10^{-12} * s^3 + 1.291 * 10^{-5} * s^2 + 7.648 * 10^{-4} s} \quad (3.18)$$

Uma vez obtida a função de transferência da planta, pode-se então inserir a realimentação no sistema. Essa realimentação será feita por um potenciômetro que tem como função de transferência uma constante K_{pot} de valor igual a um. O diagrama de blocos com a realimentação esta apresentado na Figura 3.3.

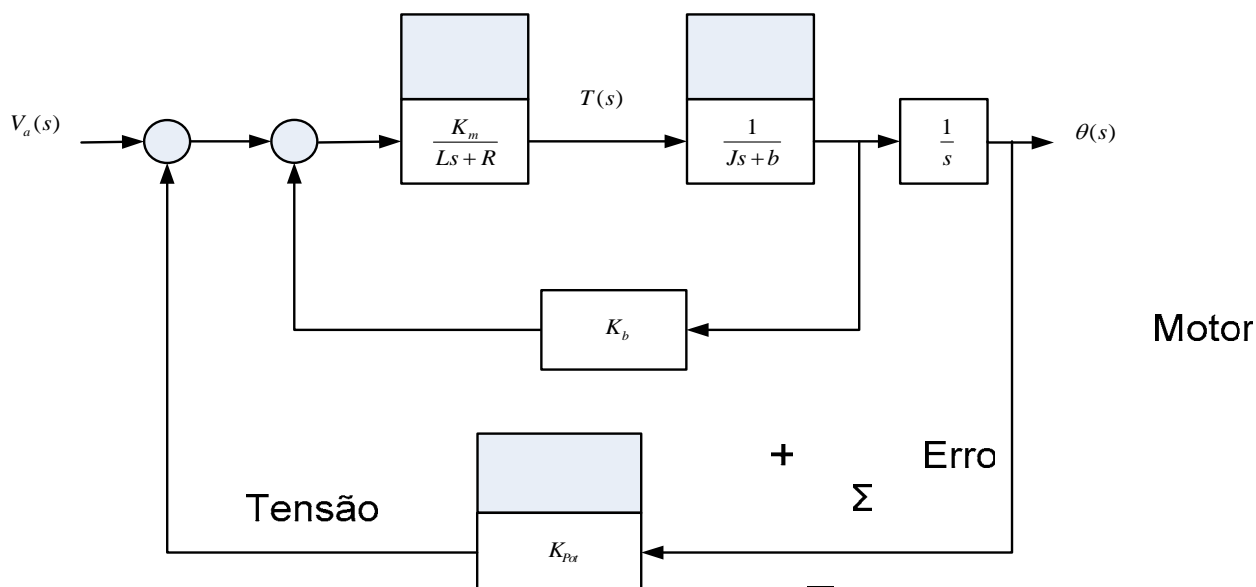


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do sistema realimentado.

A função de transferência para o sistema realimentado é dada pela seguinte Equação:

$$G_{\text{Rea}}(s) = \frac{G_p(s)}{1 + G_p(s)H(s)} = \frac{K_m}{s[(Ls + R)(Js + b) + K_m^2] + K_m K_{px}} \quad (3.19)$$

Substituindo as constantes na Equação 3.19, tem-se:

$$G_{\text{Rea}}(s) = \frac{0.0274}{8.878 * 10^{-12} * s^3 + 1.291 * 10^{-5} * s^2 + 7.648 * 10^{-4} s + 2.74 * 10^{-2}} \quad (3.20)$$

3.2 – Resposta ao degrau do sistema realimentado Realimentação

A fim de analisar o modelo matemático obtido anteriormente, está apresentada na Figura 3.4 à resposta a uma entrada conhecida (entrada degrau) inserida na planta com realimentação.

O gráfico seguinte representa a resposta da posição angular referente à entrada do tipo degrau, com base na função de transferência da seção 3.1 ($G_{\text{Rea}}(s)$). Nota-se que existe realimentação atuando no sistema, como mostra a o diagrama de blocos da Figura 3.3, portanto esta análise se dá em malha fechada.

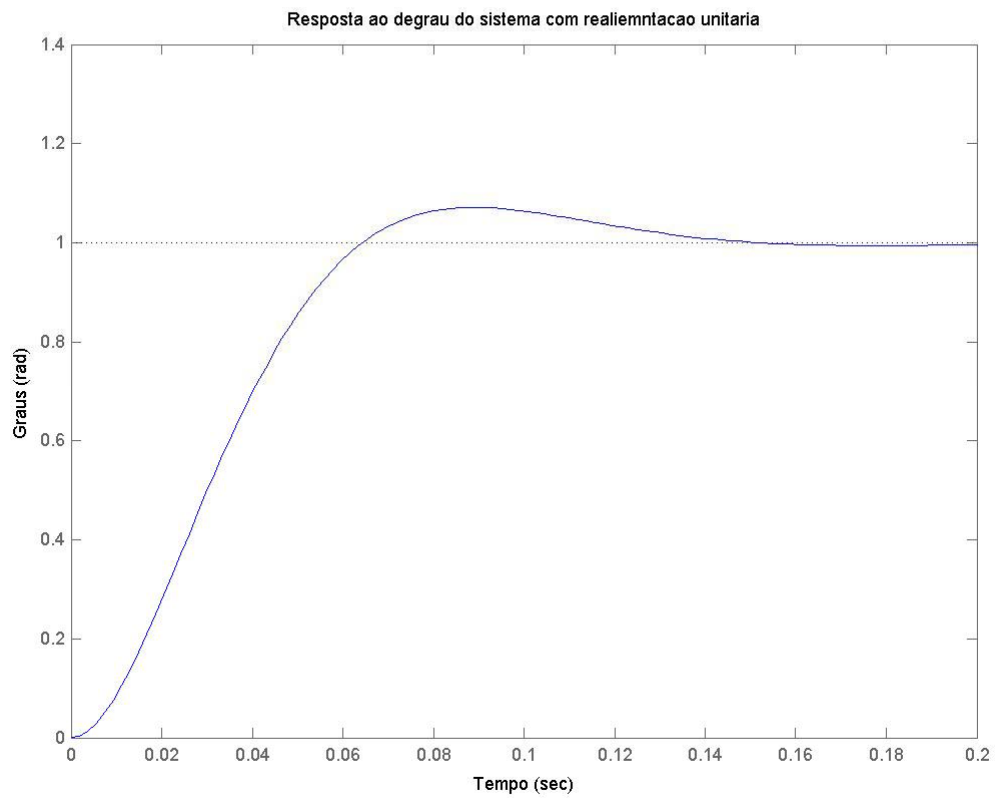


Figura 3.4 – Gráfico da resposta ao degrau do sistema realimentado.

A partir deste ponto, será feito o estudo do controlador PID com o objetivo de melhorar o desempenho deste sistema, ou seja, diminuir o overshoot e tempo de acomodação.

4 – Controlador

A informação de entrada para o controlador é o erro entre o valor desejado e o valor real da variável de saída do processo, como demonstra a Figura 4.1. O esforço do controlador sempre será o de diminuir esse erro, mantendo a variável de saída do processo sob controle, motivo pelo qual ela é também denominada variável controlada. A informação de saída do controlador é o grau de liberdade do processo, variável que o controlador vai manipular para manter o processo sob controle. Por esse motivo, a saída do controlador (entrada do processo) é chamada variável manipulada.

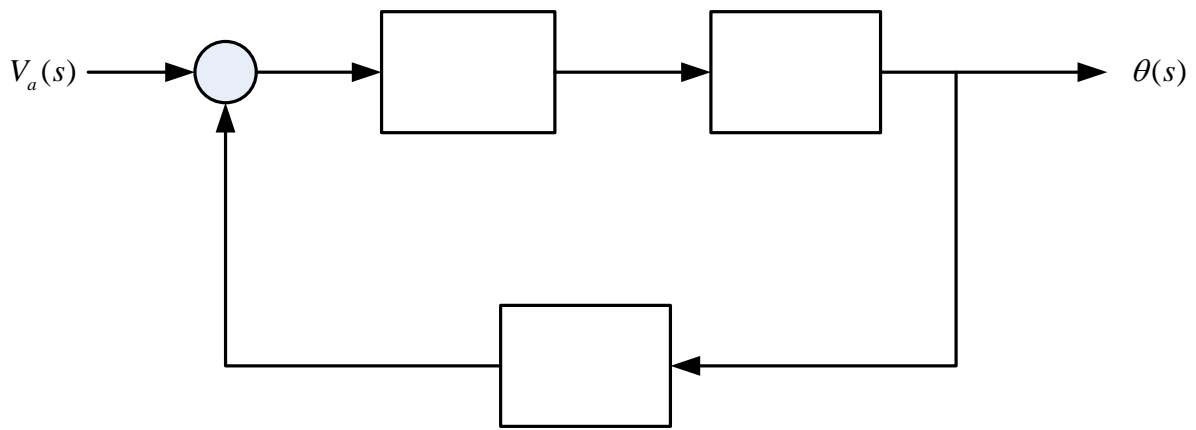


Figura 4.1 – Diagrama de blocos simplificado do sistema.

Conforme o livro Sinais e Sistemas [4] utilizado como referencia bibliográfica, a lei PID traduz a idéia de que a variável manipulada será alterada proporcionalmente ao erro que aparece a cada instante, ao acúmulo (integral) do erro ao longo do tempo e à taxa de variação do erro da variável controlada.

+

O valor numérico dessas três constantes deve ser determinado de maneira que o controlador atenda determinados requisitos de desempenho e nunca introduza instabilidades no processo. Este é um problema de controle clássico; o problema de sintonia do controlador PID. A Figura 4.2 apresenta um diagrama de blocos com um esquema do controlador PID.

A fim de poder sintonizar corretamente o controlador PID, necessita-se que sejam determinados os requisitos de desempenho do sistema. Com a finalidade de melhorar o desempenho do sistema, o controlador deve atuar de maneira a atender os seguintes requisitos do sistema:

- Overshoot máximo de 1%;
- Tempo de acomodação de no máximo 1 milsegundo.

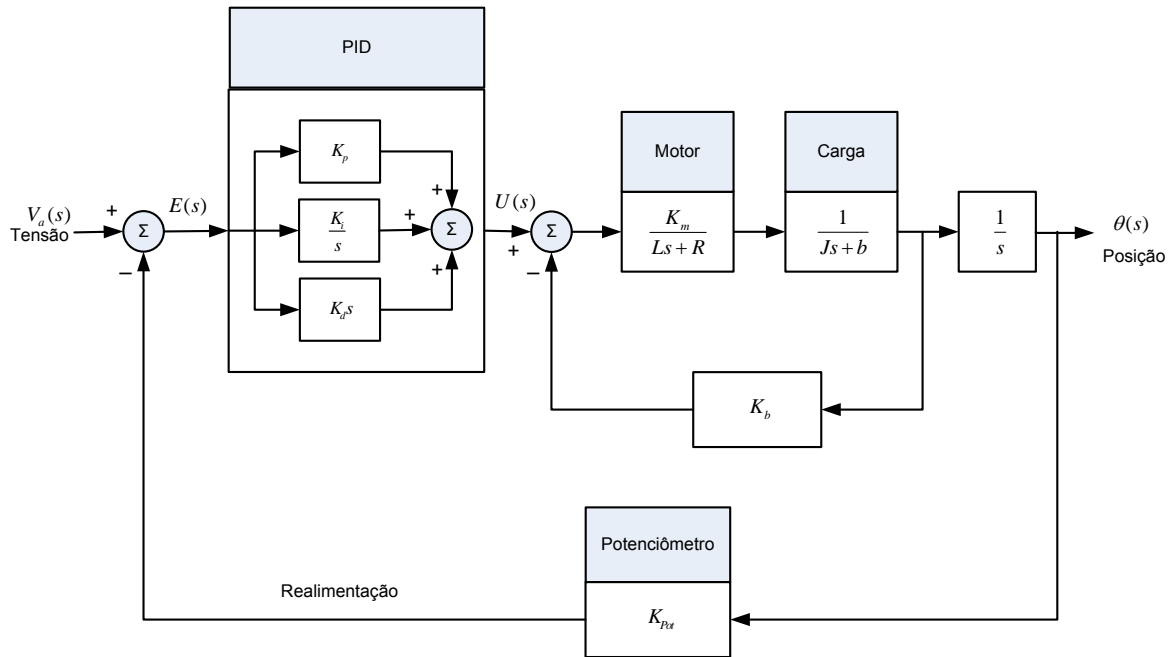


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema.

Baseando-se no diagramas de blocos da Figura 4.2 pode-se inferir que o controlador PID tem a seguinte função de transferência:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (4.1)$$

onde $U(s)$ representa a saída do controlador (que é uma tensão), $E(s) = V_a(s) - V_b(s)$ é a entrada do controlador, K_p é a constante de proporcionalidade, K_i é a constante integrativa e K_d é a constante derivativa. Cada um destes termos são independentes.

O valor numérico das constantes determina o comportamento dos controladores, alterando-lhes o desempenho. A escolha dos valores deve sempre atender às duas grandes questões de controle: o processo sob controle deve sempre ficar estável e os requisitos do sistema devem ser atendidos. Estes são os dois aspectos que justificam todo o conhecimento da denominada teoria de controle

clássico. Sintonizar o controlador significa encontrar valores numéricos para as constantes do controlador PID de forma a regular o processo com estabilidade e no valor desejado para a propriedade medida (desempenho satisfatório).

4.1 – Sintonia do controlador

A ação de controle proporcional tende a estabilizar o sistema. O controle integral tende a eliminar ou reduzir o erro em regime estacionário. E a ação de controle derivativo, tende a amortecer a resposta do sistema. Essas premissas foram obtidas com base na apostila de Controle e Servomecanismos [6] conforme bibliografia. Assim sendo, as três constantes são independentes, porém trabalham juntas para alcançar o resultado desejado.

O projeto do controlador consiste em achar as melhores constantes para que o sistema possa responder da melhor maneira possível. Baseado nos requisitos de desempenho do sistema apresentados no início do capítulo 4, após algumas simulações observou-se que as melhores constantes para este caso concreto são $K_p = 0.5$, $K_d = 3$, $K_i = 0.001$. Assim sendo, tendo como base a função de transferência do controlador PID apresentada na Equação 4.1 e levando em conta os valores das constantes apresentadas, pode-se montar a Equação 4.2 que mostra a função de transferência do controlador com as constantes escolhidas.

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{3s^2 + 0.5s + 0.001}{s} \quad (4.2)$$

A Equação 4.3 apresenta a função de transferência global do sistema considerando-se o controlador PID projetado.

$$G_c(s) = \frac{K_d s^2 K_m + K_p s K_m + K_i K_m}{(Ls + R)(Js + b)s + K_m^2 s + K_d s^2 + K_p s K_m + K_i K_m} \quad (4.3)$$

A Equação 4.4 apresenta a Equação 4.3 com a substituição das constantes pelos seus valores correspondentes:

$$G_c(s) = \frac{8.22 * 10^{-2} * s^2 + 1.37 * 10^{-2} * s + 2.74 * 10^{-5}}{8.878 * 10^{-12} * s^4 + 1.291 * 10^{-5} * s^3 + 8.296 * 10^{-2} * s^2 + 1.37 * 10^{-2} * s + 2.74 * 10^{-5}} \quad (4.4)$$

A Figura 4.3 apresenta o gráfico da resposta ao degrau do sistema em malha fechada, na presença do controlador usando as constantes mencionadas (Equação 4.4). Nota-se que o sistema com o controlador passa a atender os requisitos de desempenho estabelecidos no início do capítulo 4. É a partir desta configuração que será feita a análise de estabilidade, a análise em tempo discreto do sistema.

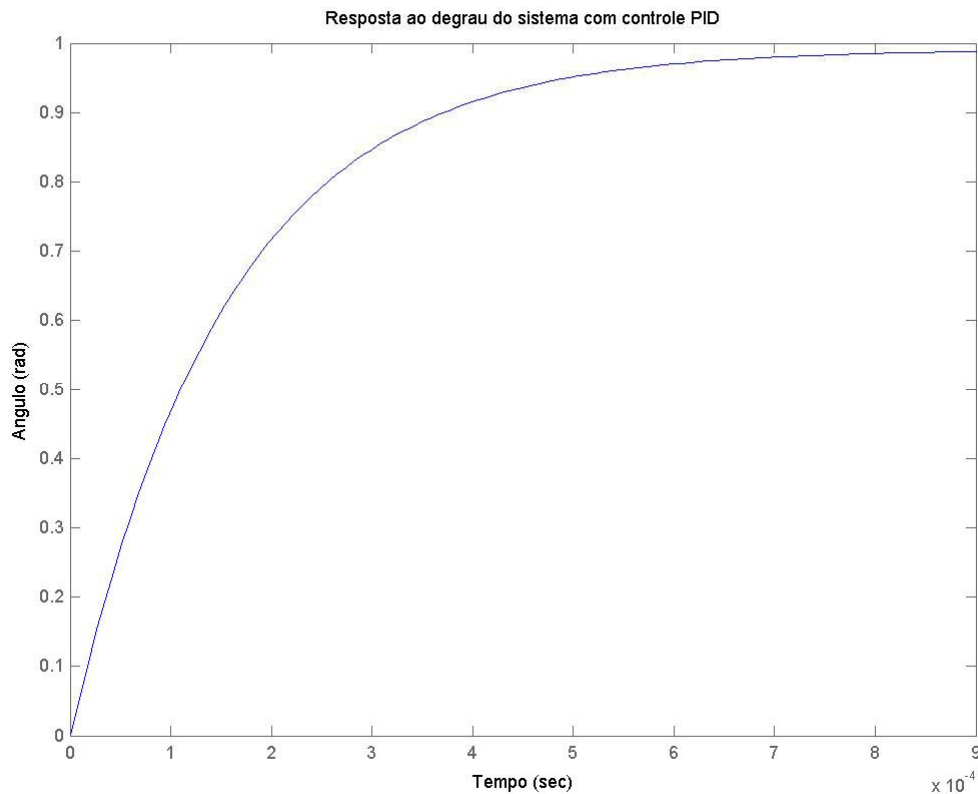


Figura 4.3 – Resposta ao degrau do sistema com o controlador PID.

A melhoria no desempenho do sistema é muito grande, nota-se que inserindo o controlador PID o overshoot desapareceu, e o tempo de acomodação fica em torno de 0.9 milissegundos. Estes fatores apresentam uma melhora muito significativa no desempenho do sistema. Com o controlador o sistema atinge e supera os requisitos de desempenho já citados (overshoot máximo de 1% e tempo de acomodação de no máximo 1 milissegundo). O controlador também manteve o sistema estável.

5 – Análise de estabilidade

Assegurar a estabilidade de um sistema de controle à malha fechada é uma questão central no projeto de sistemas de controle. Sabendo-se que em um sistema de controle a malha fechada instável geralmente não tem nenhum valor prático, buscam-se métodos para auxiliar a análise de projeto de sistemas estáveis. Um sistema estável deve apresentar uma saída limitada se a entrada correspondente for limitada.

A estabilidade de um sistema linear a malha fechada é determinada pela localização dos pólos no plano s . Caso todos os pólos a malha fechada se localizarem no semiplano esquerdo do plano s , a resposta transitória do sistema termina por alcançar um equilíbrio, representando um sistema estável. Porém, se houver pólos se localizando no semiplano direito do plano s , então à medida que o tempo cresce, a resposta transitória aumenta monotonicamente ou oscila com amplitude crescente, e o sistema é denominado instável.

Porém, se o sistema possuir raízes simples sobre o eixo imaginário (eixo $j\omega$) com todas as outras raízes no semiplano s da esquerda, a saída em regime permanente terá oscilações mantidas para uma entrada limitada, e o sistema é dito marginalmente estável.

Primeiramente, na seção 5.1 segue um estudo apenas do sistema em malha fechada, porém na ausência do controlador. Na seção 5.2 está apresentado o estudo na presença do controlador. Tal procedimento mostra a melhora no desempenho quando é inserido o controlador, isto é necessário a fim de comparar as duas respostas, e verificar que o sistema controlado atende aos requisitos de desempenho.

5.1 – Sistema não controlado

O diagrama de blocos do sistema sem o controlador está exposto na seção 3.1 A análise a seguir tem como base a Figura 3.3.

A partir do software Matlab, foi possível traçar o Root Locus, e localizar os pólos em malha fechada do sistema, como mostra a Figura 5.1. O arquivo m-file usado para traçar os gráficos e localizar os pólos está apresentado no Anexo A.

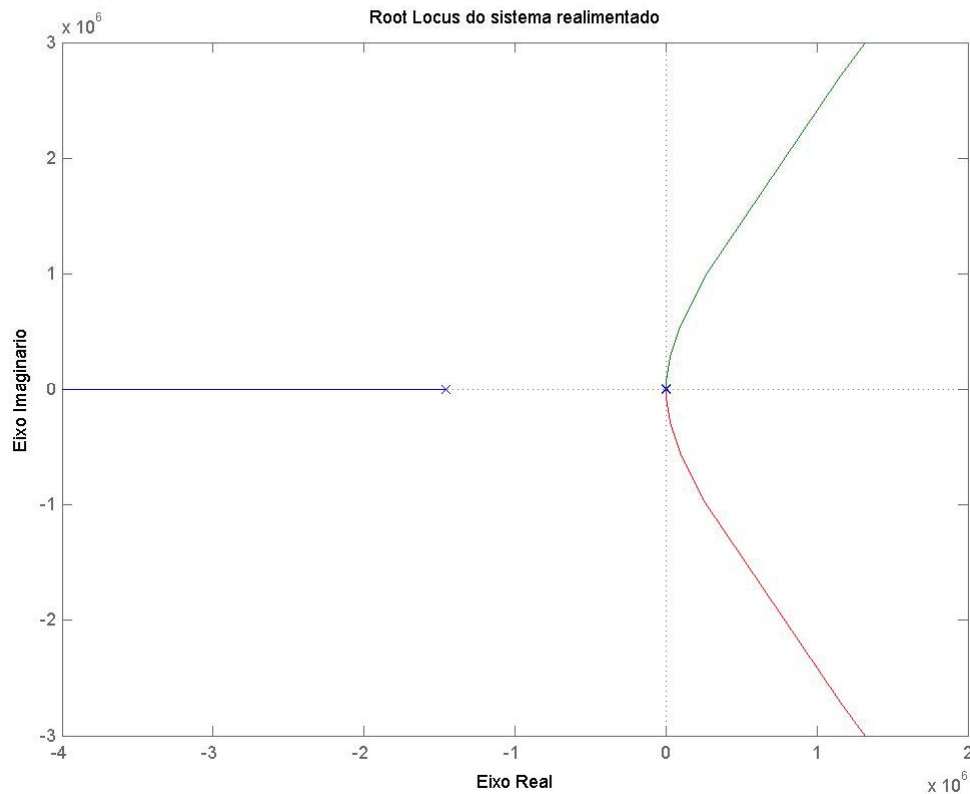


Figura 5.1 – Root Locus do sistema não controlado.

Através do gráfico apresentado na Figura 5.1 e da resposta da função roots do Matlab, pode-se notar que os pólos estão localizados em 0 , outro em -1.45448×10^6 e outro em -59.22603 . Conforme o critério de estabilidade existe um pólo sobre o eixo imaginário, portanto o sistema é classificado como marginalmente estável.

5.2 – Sistema controlado

Inserindo o controlador no sistema observa-se que o sistema progride de marginalmente estável para estável. O diagrama de blocos do sistema controlado está exposto no capítulo 4. A análise que se segue tem como base a Figura 4.2.

A partir do software Matlab, foi possível traçar o Root Locus, e localizar os pólos em malha fechada do sistema, como mostra a Figura 5.2. O arquivo m-file usado para traçar os gráficos e localizar os pólos está apresentado no Anexo A.

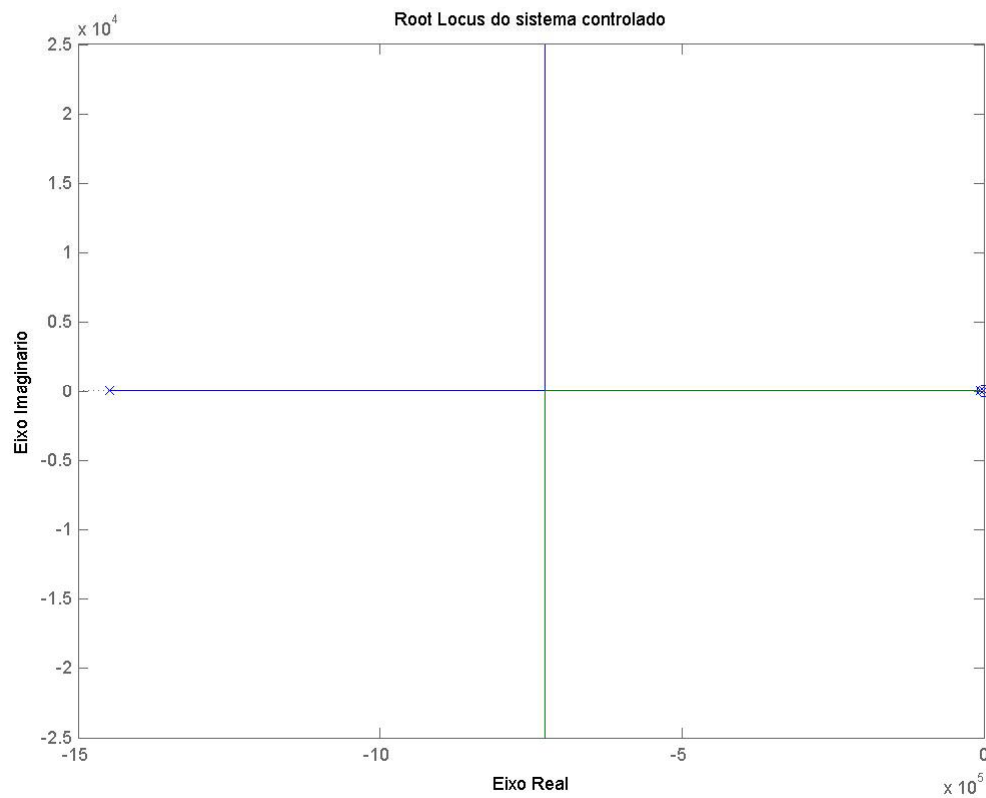


Figura 5.2 – Root Locus do sistema controlado.

A Figura 5.2 apresenta o Root Locus do sistema controlado. Existem quatro pólos e estão localizados em -1.44809×10^6 , -6.45306×10^{-3} , -0.16310 e -2.02483×10^{-3} . Nota-se que todos os pólos apresentam-se no semiplano esquerdo do plano s . Portanto, o sistema após a inserção do controlador PID torna-se estável.

6 – Análise em tempo discreto

A resposta de um sistema representado pela Equação diferencial de estados pode ser obtida utilizando-se uma aproximação discreta no tempo. A aproximação discreta no tempo se baseia na divisão do eixo dos tempos em incrementos de tempo suficientemente pequenos. Esta abordagem é um método familiar utilizado na análise numérica e nos métodos numéricos para computador digital. Se o incremento de tempo T for suficientemente pequeno em comparação com as constantes de tempo do sistema, a resposta calculada pelos métodos discretos no tempo será razoavelmente exata.

Quando se transforma um sinal contínuo em um sinal discreto é necessária a definição de um período de amostragem, ou seja, é necessário definir a frequência com que o sinal em tempo contínuo será amostrado. A Figura 6.1 mostra um exemplo de um sinal em tempo contínuo e a respectiva amostragem do mesmo.

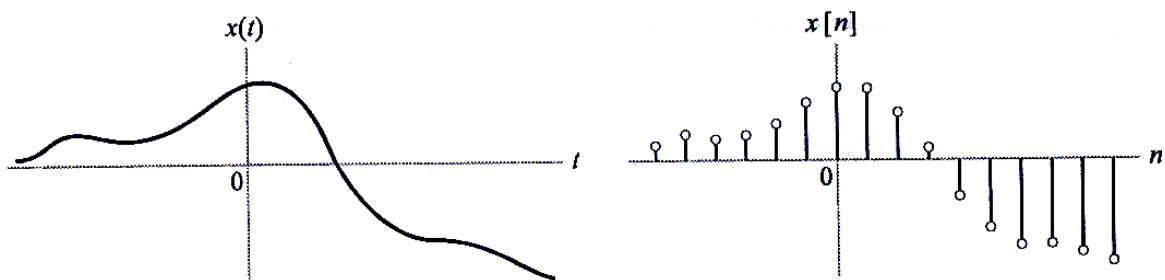


Figura 6.1 – Sinal em tempo contínuo e sinal em tempo discreto.

Essa conversão do sinal analógico para digital e digital para analógico, pode ser feita através de um conversor AD/DA. Existem várias placas no mercado que fazem este tipo de conversão. Portanto verificou-se que uma placa que realizaria esta conversão no período de amostragem escolhido é a PCI-M128/256/512 da G.S.E [7]. Esta placa foi apresentada por ter a capacidade de se adequar perfeitamente ao caso concreto.

A Figura 6.2 apresenta o diagrama de blocos do sistema controlado pelo computador.

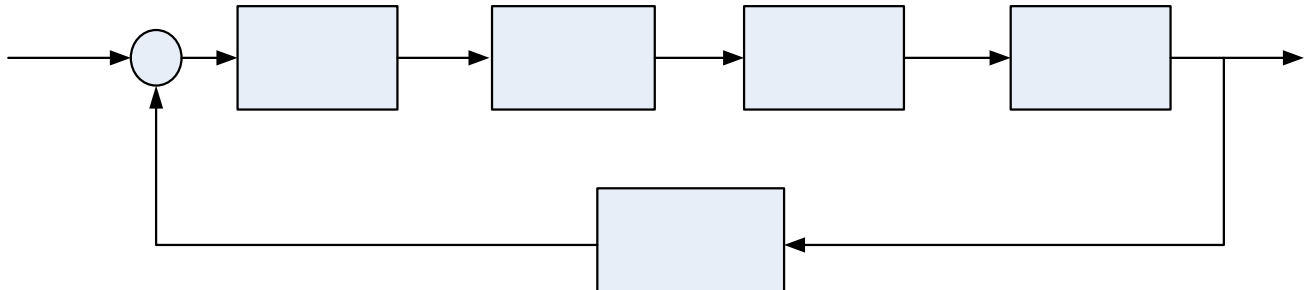


Figura 6.2 – Diagrama de blocos do sistema controlado pelo computador.

Entrada (sinal analógico) Conversor Analógico-Digital (A/D) Sinal Digital Computador (Estrutura de Controle)

6.1 – Estabilidade de sistemas discretos

Estabilizado o sistema em tempo contínuo e adequado o mesmo aos requisitos do controlador, pode-se passar para a análise em tempo discreto. Após ter-se encontrado a função de transferência do sistema discreto pode-se analisar sua estabilidade. No plano s a estabilidade está condicionada à localização dos pólos no semiplano esquerdo do plano s (região A), conforme mostra a Figura 6.3(a). Se todos os pólos estão localizados no semiplano esquerdo do plano s (região A), o sistema é dito estável. Se há pelo menos um pólo no semiplano direito do plano s (região C), o sistema é dito instável. Se há pelo menos um pólo localizado no eixo imaginário do plano s (região B), o sistema é dito marginalmente estável.

Analogamente à estabilidade do plano s , a estabilidade no plano z também depende da localização dos pólos. Porém, no plano z a estabilidade do sistema está condicionada à localização dos pólos dentro do círculo unitário (região A), conforme mostra a Figura 6.3(b). Se todos os pólos estão localizados dentro do círculo unitário (região A), então o sistema é dito estável. Se pelo menos um dos pólos estiver localizado fora do círculo unitário (região C), o sistema é dito instável. Se pelo menos um dos pólos estiver localizado sobre o círculo unitário (região B), o sistema é dito marginalmente estável.

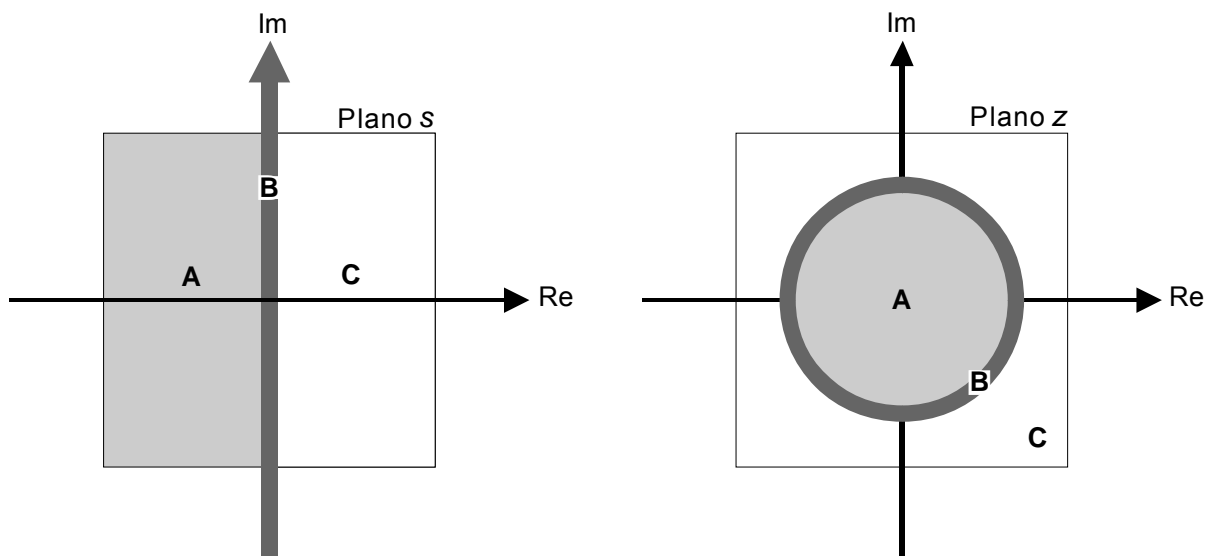


Figura 6.3 – (a) Região de mapeamento do plano s; (b) Região de mapeamento no plano z.

6.2 – Discretização

Uma das maneiras de classificar um sinal baseia-se em sua definição em função do tempo. Assim, pode-se definir um sinal $x(t)$ de tempo contínuo, como um sinal definido para todo o tempo t . Analogamente, pode-se definir um sinal $x[n]$ de tempo discreto como um sinal que é definido somente em instantes de tempo $n \cdot T_s$, onde T_s é o intervalo de amostragem.

No presente estudo realizou-se a discretização da estrutura de controle e do sistema em tempo contínuo de forma que a mesma fosse base para a criação do algoritmo implementado por computador, e desta forma trabalhasse com sinais discretos. Através da função do matlab descrito no Anexo A, fez-se uma verificação de um intervalo de amostragem, de modo a se investigar a existência de pólos instáveis no sistema discretizado. No intervalo escolhido, entre 0.0000001 segundos e 0.03 segundos, não se verificou a existência de pólos instáveis. Desse modo o sistema poderia ser discretizado com qualquer período de amostragem dentro deste intervalo sem perder sua estabilidade. O período de amostragem do sinal escolhido foi de 0,00008 s, este foi escolhido de forma a manter-se a integridade do sinal em tempo discreto.

Através da transformada Z pôde-se encontrar a contraparte da transformada de Laplace para o tempo discreto do controlador e do sistema. Utilizando-se a função `c2d.m` (como demonstra o Anexo A) do Matlab, pode-se encontrar a função de transferência da estrutura de controle em tempo discreto, conforme mostra a Equação 6.1.

$$G_c(z) = \frac{7.5 \cdot 10^4 z^2 - 1.5 \cdot 10^5 z + 7.5 \cdot 10^4}{z^2 - 1} \quad (6.1)$$

A Figura 6.4 demonstra que todos os pólos da estrutura de controle discretizada estão dentro do círculo unitário, portanto a estrutura de controle no tempo discreto é estável.

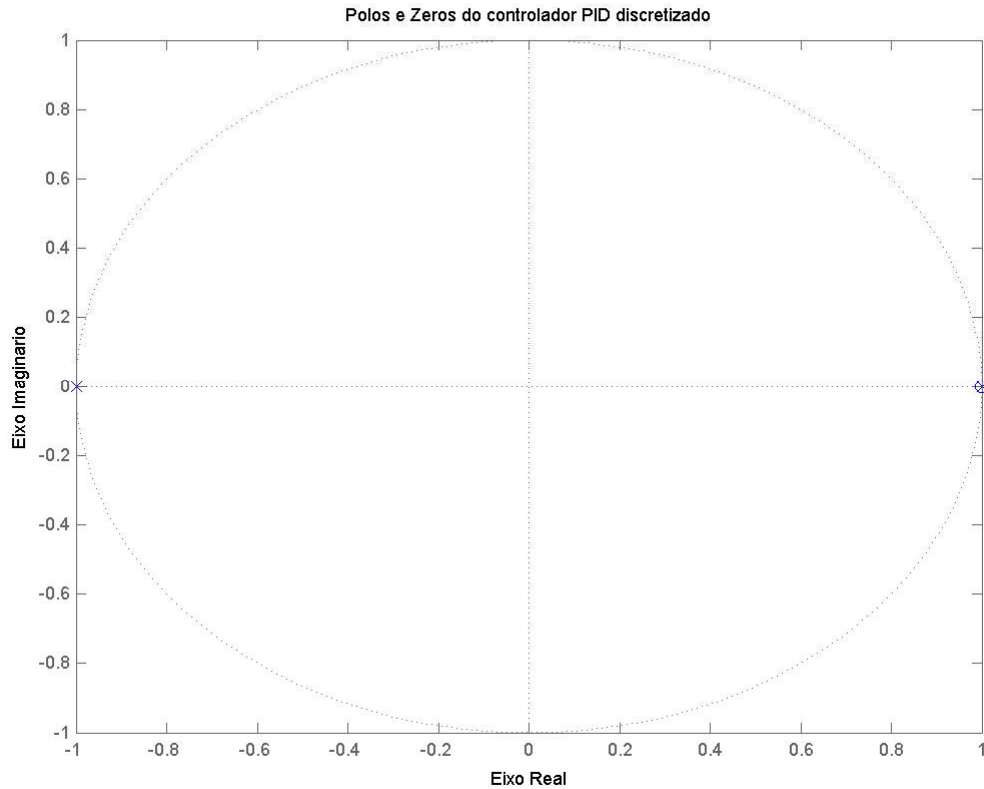


Figura 6.4 – Estabilidade da estrutura de controle no plano z.

6.3 – Algoritmo do controlador

Em muitas aplicações da teoria de controle, um computador digital é incluído como parte integrante do sistema de controle. Os exemplos de controle digital de sistemas dinâmicos incluem aplicações importantes como pilotos automáticos de aeronaves, veículos de transporte de massa, refinarias de petróleo e máquinas de fabricação de papel. Uma vantagem marcante de usar um computador digital para o controle é a flexibilidade aumentada do programa de controle das tomadas de decisões. Para isso faz-se necessário a discretização da estrutura de controle PID

Anteriormente foi apresentada a diferença de um sinal em tempo contínuo e um sinal em tempo discreto (Figura 6.1). A Figura 6.5 demonstra a digitalização de um sinal. A Figura 6.5(a) apresenta um sinal em tempo contínuo, a Figura 6.5(b) o mesmo sinal em tempo discreto e a Figura 6.5(c) o sinal digitalizado, este pode ser utilizado pelo computador.

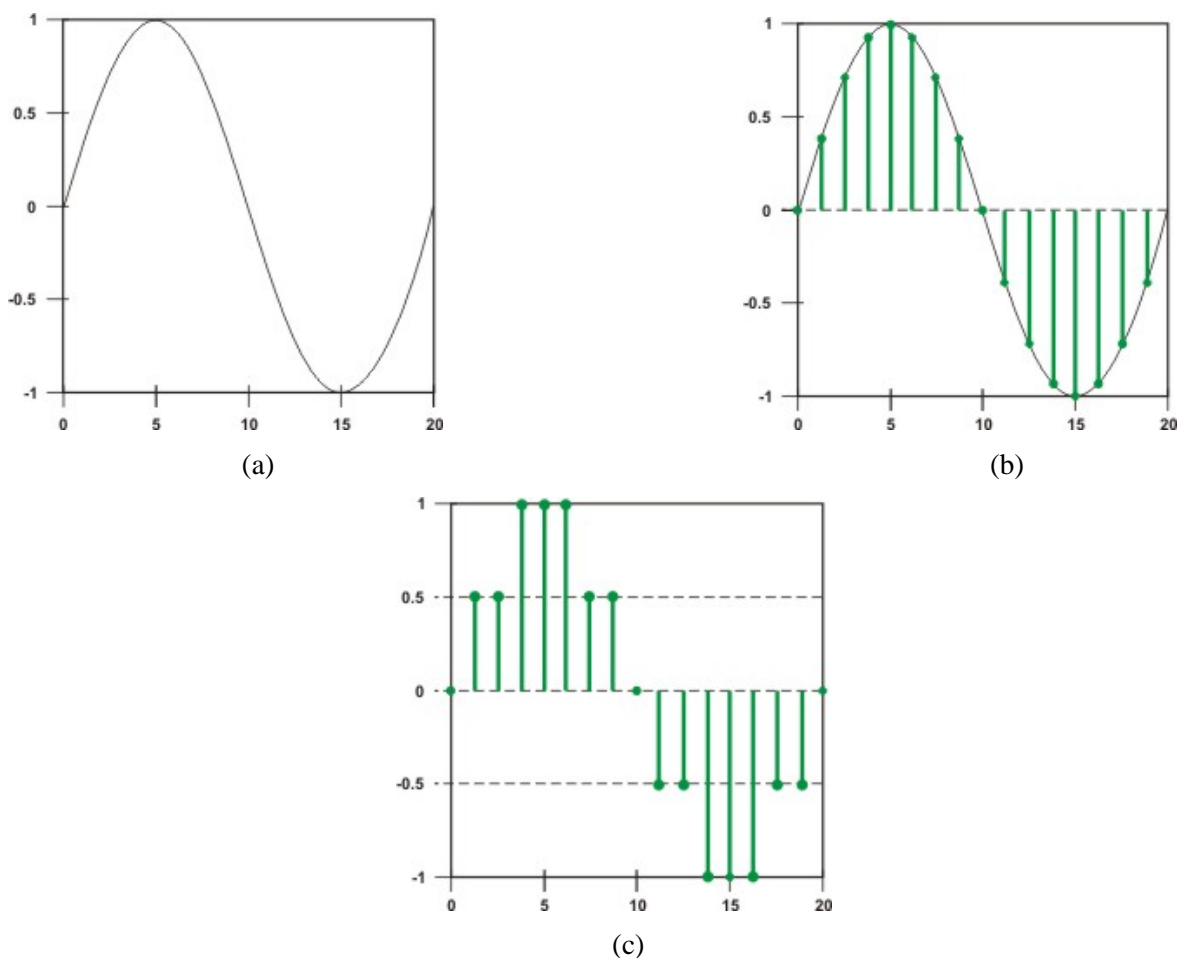


Figura 6.5 – Sinal em tempo contínuo, tempo discreto e digitalizado.

O uso de um computador digital para calcular a ação de controle para um sistema de tempo contínuo apresenta três efeitos: amostragem, quantização e codificação. A amostragem se torna necessária em virtude do fato de que um computador digital somente pode manipular sinais de tempo discreto. Dessa forma, amostras são tomadas de sinais físicos como, por exemplo, posição ou velocidade, e essas amostras são usadas no computador para calcular o controle apropriado. Em relação à quantização, ela surge porque o computador digital opera com aritmética finita. O computador recebe números, armazena-os, realiza cálculos com eles e depois os devolve com certa exatidão finita. Em outras palavras, a quantização introduz erros de arredondamento nos cálculos executados pelo computador.

Sistemas de controle realimentados que usam computadores digitais são sistemas “híbridos”, híbridos em termos de que se começa com sinais de tempo contínuo (capítulos 3 e 4) e após certa modelagem passa-se a sinais de tempo discreto (capítulos 6). Tais sistemas são comumente chamados de sistemas de dados amostrados. A natureza híbrida desse tipo de sistema torna sua análise bem menos direta do que a de um sistema de tempo puramente contínuo ou de um sistema puramente

discreto, uma vez que ela requer os métodos de análise tanto em tempo contínuo como em tempo discreto, como foi apresentado neste trabalho.

Com a finalidade de gerar o algoritmo que execute a função de controle, realizou-se a transformada z inversa (z^{-1}) da Equação 6.1 que é a função de transferência do controlador em tempo discreto, resultando na seguinte Equação 6.2:

$$Y(z)[1 - z^{-2}] = X(z)[7.5 * 10^4 - 1.5 * 10^5 z^{-1} - 7.5 * 10^4 z^{-2}] \quad (6.2)$$

Utilizando a propriedade de deslocamento no tempo da transformada z ($z^{-k} X(z) = Z\{x[n - k]\}$), e isolando a saída ($y[n]$) tem-se a Equação 6.3.

$$y[n] = y[n - 2] + 7.5 * 10^4 x[n] - 1.5 * 10^5 x[n - 1] - 7.5 * 10^4 x[n - 2] \quad (6.3)$$

Esta Equação descreve a relação entre a saída e entrada do controlador. De modo que a saída depende da entrada atual, das entradas passadas e da saída passada.

Todo o estudo anteriormente apresentado foi necessário para que se pudesse desenvolver o algoritmo que controle o sistema. Para isso foi necessário realizar a modelagem do sistema em tempo contínuo, após passar de tempo contínuo para tempo discreto e por fim digitalizar o sistema. Tendo a estrutura de controle digitalizada (Equação 6.3) fica fácil desenvolver o algoritmo.

A Figura 6.6 apresenta o diagrama de blocos que representa explicitamente a operação envolvida na computação da saída a partir da entrada e mostra como deve ser feita a programação do algoritmo. As operações de multiplicação por escalares e adição são facilmente avaliadas usando-se um computador. As saídas das operações de deslocamento de tempo correspondem a posição de memória no computador. Para computar a saída atual a partir da entrada atual precisa-se ter guardado os valores passados da entrada e da saída na memória.

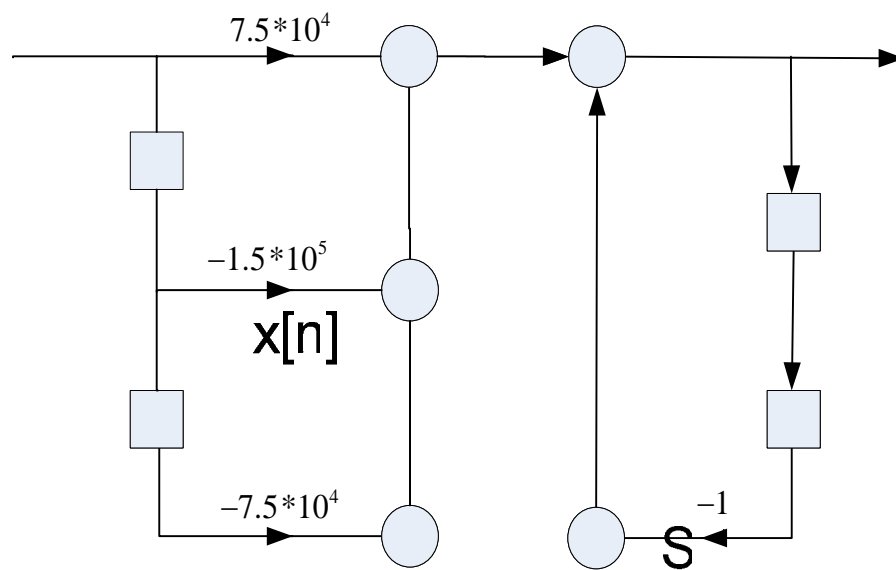


Figura 6.6 – Representação do controlador PID na forma direta I.

$x[n-1]$

S

$x[n-2]$

7 – Conclusão

A partir das leis físicas envolvidas no sistema de controle de posição foi possível realizar a modelagem matemática da dinâmica deste sistema através de Equações diferenciais. Com o emprego destas Equações pôde-se encontrar a função de transferência que descrevesse a dinâmica do sistema. Baseado nesta função de transferência foi possível analisar a estabilidade e o desempenho do sistema. Através de simulações feitas pôde-se verificar e confirmar a estabilidade do sistema e a necessidade de se implementar uma estrutura de controle de modo a atender os requisitos de desempenho pré-estabelecidos neste projeto. Foi projetada uma estrutura de controle PID baseada nas condições de estabilidade e desempenho desejadas. Com a melhor sintonia alcançada para o controlador PID, verificou-se uma melhora significativa no desempenho do sistema. O controlador PID manteve a estabilidade do sistema, e adequou a reposta do sistema a todos os requisitos propostos para o mesmo.

Pretendeu-se neste trabalho introduzir um estudo a respeito do controle feito por computador. Durante a análise do projeto em tempo contínuo houve um estudo dos conceitos relacionados e simulações de forma a analisar as necessidades do sistema, sua estabilidade e seu desempenho. A partir do sistema em tempo contínuo pôde-se passar para a análise em tempo discreto, e assim ter o embasamento para a construção do algoritmo de controle. Para isso foi necessário a discretização da estrutura de controle do sistema, de modo a possibilitar sua implementação via computador. Pôde-se verificar, através de simulações, se o processo de discretização da estrutura de controle gerava ou não pólos instáveis. Neste trabalho introduziram-se conceitos e análises de modo a implementar a estrutura de controle através do uso de um computador.

Durante a realização deste trabalho pôde-se se familiarizar com conceitos importantes da engenharia de controle, modelagem matemática, modelagem no espaço de estados, análise de requisitos de desempenho e estabilidade de sistemas, análise de estruturas de controle, análise de estabilidade em tempo discreto e uma implementação de estruturas de controle através do uso de computadores. A partir da introdução ao controle do sistema feito por computador, pôde-se ampliar as possibilidades de implementação de algoritmos, de modo a se deixar margem a estudos futuros.

O estudo proposto neste trabalho visou analisar uma parte importante nos projetos de sistemas de controle: a fase de análise e simulação dos modelos de sistemas. Através da análise e simulação de modelos de sistemas é possível prever e corrigir possíveis erros de controle e funcionamento, especificar fatores como desempenho e estabilidade do sistema, bem como verificar todas as possíveis causas de interferências e erros do sistema.

Sugere-se como continuação deste projeto, a implementação do controlador PID empregando o uso da placa de conversão A/D e D/A PCI-M128/256/512 de emprego em aplicações de controle digital via computador.

Referências bibliográficas

- [1] - *Sistemas de Controle Modernos*: Dorf, C.Richard, Bishop, Robert H.
- [2] - *Engenharia de Controle Moderno*: Ogata, Katsuhiko
- [3] - *Engenharia de Sistemas de Controle*: Norman S. Nise
- [4] - *Sinais e Sistemas*: – Simon Haykin, Barry Van Veen
- [5] - *Sistemas de Controle e Realimentação*: Phillips, Charles L., Harbor, Royce D.
- [6] - *Apostila de Controle e Servomecanismos*: Albuquerque , Claudio Penedo
- [7] - http://www.gsenet.com/icpdas/products/card/card_index.htm

Anexo A – Códigos do Matlab

Foi criado o seguinte arquivos m-file do Matlab para realizar os estudos e imprimir os gráficos.

```
% Constantes do sistema.
J=3.2284E-6;
b=3.5077E-6;
K=0.0274;
R=4;
L=2.75E-6;

clc

% Ga = Função de transferencia da planta.
numGa=K;
denGa=[(J*L) ((J*R)+(L*b)) (b*R)+(K*K) 0];
Ga=tf(numGa,denGa)

% Traçado do Root Locus da palnta.
figure(1); rlocus(Ga); title('Root Locus da planta');

% Valores dos polos da planta.
[numGa,denGa] = TFDATA(Ga,'v');
format long;
roots(denGa)

% Resposta ao degrau da planta.
figure(2); step(Ga); title('Resposta ao degrau da planta');

% Reposta ao degrau do sistema com realimentacao uinitaria.
Greali=feedback(Ga,1)
figure(3); step(Greali); title('Resposta ao degrau do sistema com realiemntacao unitaria');

% Traçado do Root Locus do sistema realimentado.
figure(4); rlocus(Greali); title('Root Locus do sistema realimentado');
```

```

% Valores dos polos do sistema realimentado.
[numGreali,denGreali] = TFDATA(Ga,'v');
format long;
roots(denGreali)

% Sintonia de Kp.
% Gkp = Funcao de transferencia do sistema realimentado com um ganho Kp (p26-e4.3).
Kp=0.5;
Gkp=feedback(Ga*Kp,K)

% Resposta apenas com constante Kp (p27-f4.2).
figure(5); step(Gkp); title('Resposta ao degrau do sistema realimentado com um ganho Kp');

% Sintonia do controlador PD.
% Gpd = Funcao de transferencia do sistema realimentado com controle PD.
Kd=3;
PD=tf([Kd Kp 0],[1 0]);
Gpd=feedback(Ga*PD,K)
figure(6); step(Gpd); title('Resposta ao degrau do sistema realimentado com controle PD');

% Sintonia do controlador PID.
% Gpid = Funcao de transferencia do sistema realimentado com controle PID.
Ki=0.001;
PID=tf([Kd Kp Ki],[1 0]);
Gpid=feedback(Ga*PID,1)

% Resposta ao degrau com controle PID.
figure(7); step(Gpid); title('Resposta ao degrau do sistema com controle PID');

% Traçado do Root Locus do sistema controlado.
figure(8); rlocus(Gpid); title('Root Locus do sistema controlado');

% Valores dos pólos do sistema controlado.
[numGpid,denGpid] = TFDATA(Gpid,'v');
format long;
roots(denGpid)

```

```

% Discretizacao da estrutura de controle
Gzc=c2d(PID,0.00008,'tustin')

% Polos e Zeros da estrutura de controle discretizada.
figure(9); pzmap(Gzc); title('Polos da estrutura de controle discretizado');

% Discretização do sistema.
Gzs=c2d(Gpid,0.00008)

% Resposta ao degrau do sistema discretizado discretizado.
figure(10); step(Gzs); title('Sistema em tempo discreto');

% Polos e Zeros do sistema discretizado.
figure(11); pzmap(Gzs); title('Polos do sistema discretizado');

% Verificação de pólos instáveis em um intervalo de período de amostragem escolhido
% para a o sistema.
for t=0.0000001:0.00008:0.03
    zs=c2d(Gpid,t);
    p=pole(zs);
    for i=1:1:4
        if abs(p(i))>1
            break
            tfinal=t
        end
    end
end
end

```

Anexo B – Código fonte

O objetivo do trabalho foi o de desenvolver um programa capaz de realizar o controle. O código abaixo exemplifica a implementação do algoritmo visto na seção 6.6.

```
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <conio.h>

// Definicao das constantes do sensor e motor.
#define S1 75000
#define S2 150000
#define S3 75000
#define M2 1

// Cria estrutura de variaveis.
typedef struct vpid
{
    double erro, S1, S2, M1, M2;
}

long double aux;

// Funcao principal.
void main()
{
    pid vpid;
    while
    {
        pid.erro = import_sensor;
        aux = (S1*pid.erro) - (S2*pid.S1) - (S3*pid.S2) + (M*pid.M2);
        autport = aux;
        pid.S2 = pid.S1;
        pid.S1 = pid.erro;
        pid.M2 = pid.M1;
```



```
pid.M1 = aux;  
msleep (1);  
}  
}
```

Anexo C – Motor de corrente contínua

Em geral os servomotores são feitos a partir de motores de corrente contínua (cc). Assim sendo, para entender os servomotores precisa-se primeiramente compreender o funcionamento dos motores de corrente contínua.

O motor cc, ilustrado na Figura C.1, converte energia elétrica de corrente contínua em energia mecânica rotativa. Uma fração importante do torque gerado no rotor (armadura) está disponível para acionar uma carga externa. Devido a recursos tais como torque elevado, possibilidade de controle sobre uma ampla faixa de valores, portabilidade, características velocidade-torque bem comportada e adaptabilidade a vários tipos de métodos de controle, os motores cc são usados largamente, incluindo manipuladores robóticos, mecanismos de toca-fitas, atuadores de servo válvulas, portões, portas ou comportas que necessitem de posição e/ou velocidade constante e controlada.



Figura C.1 – Foto de um motor de corrente contínua.

Todos os motores elétricos valem-se dos princípios do eletromagnetismo, mediante os quais condutores situados num campo magnético e atravessados por correntes elétricas sofrem a ação de uma força mecânica. Os eletroímãs exercem forças de atração ou repulsão sobre outros materiais magnéticos. Na verdade, um campo magnético pode exercer força sobre cargas elétricas em movimento.

Como corrente elétrica é um fluxo de cargas elétricas em movimento em um condutor, conclui-se que todo condutor percorrido por uma corrente elétrica, imerso em um campo magnético, pode sofrer a ação de uma força. Isto está representado na Figura C.2.

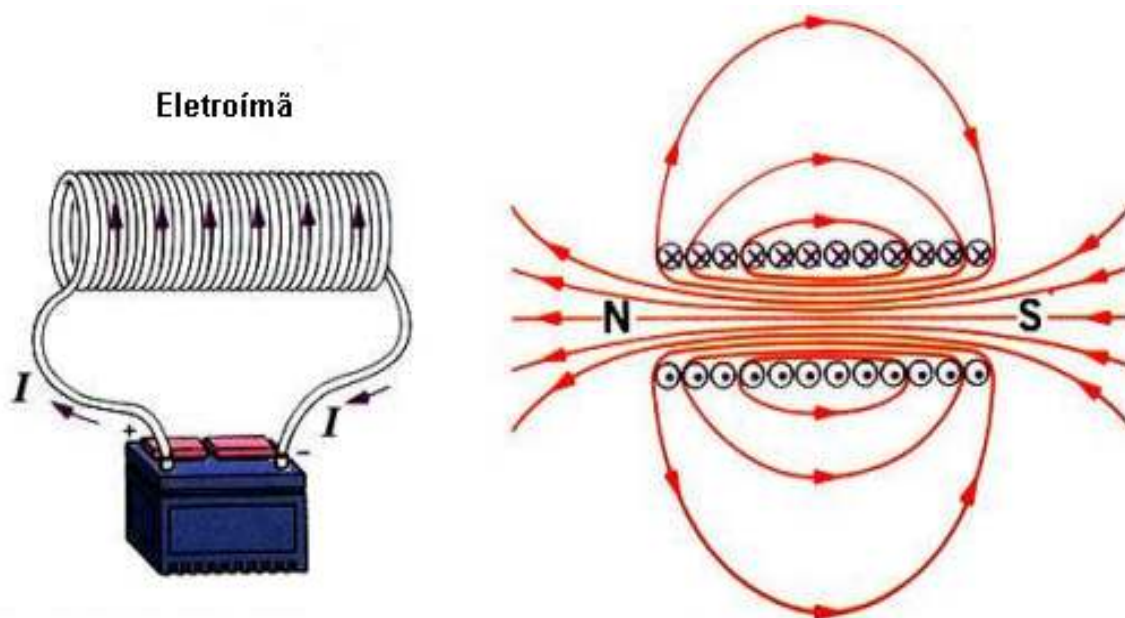


Figura C.2 – Campo magnético gerado por corrente elétrica.

Em um motor elétrico há dois eletroímãs em que um impulsiona o outro. O eletroímã tem algumas vantagens sobre um ímã permanente, e podem ser destacadas as seguintes características:

- 1) Pode-se torná-lo mais forte;
- 2) Seu magnetismo pode ser criado ou suprimido;
- 3) Seus pólos podem ser invertidos.

Um ímã permanente tem os pólos norte-sul definidos. Um eletroímã também os tem, mas a característica de cada pólo (norte ou sul) depende do sentido da corrente elétrica. Quando se altera o sentido da corrente, a posição dos pólos também se altera; do norte para o sul e do sul para norte.

Um dos eletroímãs de um motor tem uma posição fixa. Este está ligado à armação externa do motor e é chamado campo. O outro eletroímã está colocado no eixo de rotação e tem o nome de armadura. Quando se liga o motor, a corrente chega à bobina do campo, determinando os pólos norte e sul, com mostra a Figura C.3.

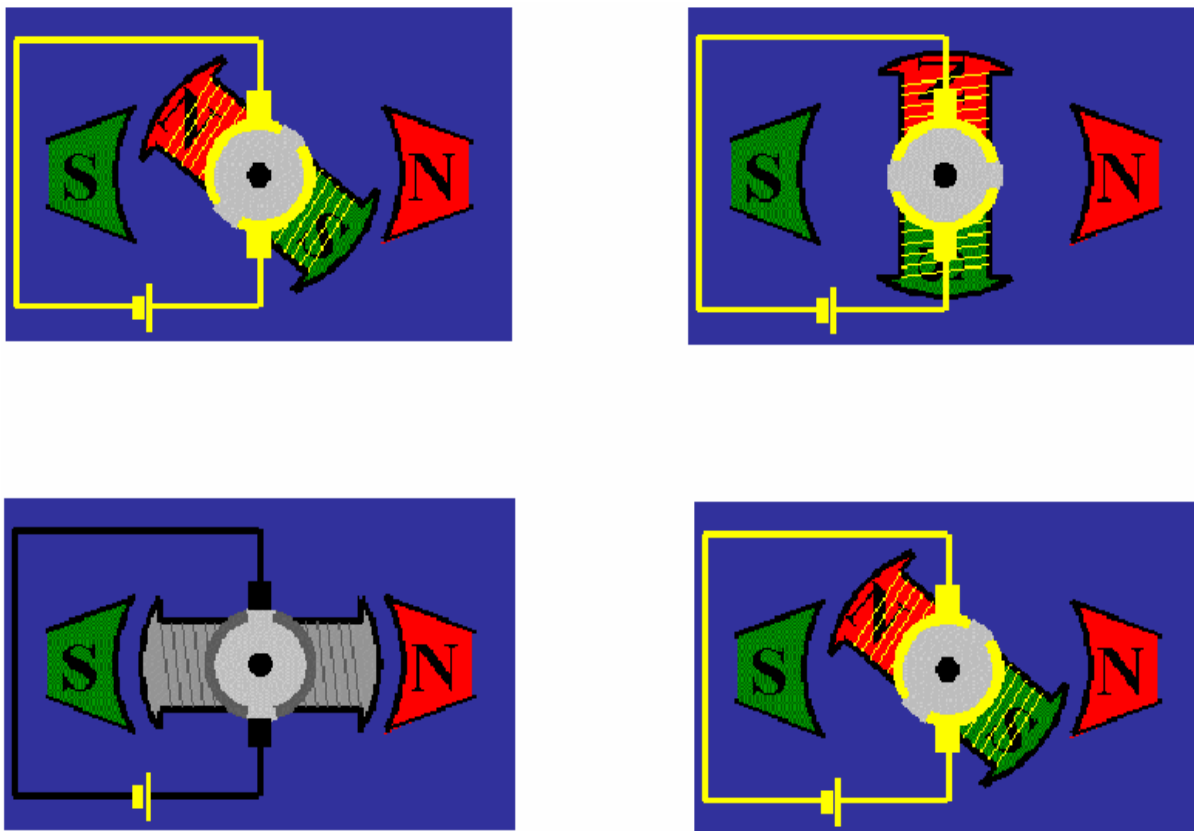


Figura C.3 – Funcionamento do motor cc.

Há, também, o fornecimento de corrente ao ímã da armadura, o que determina a situação norte ou sul dos seus pólos. Os pólos opostos dos dois eletroímãs se atraem, como acontece nos ímãs permanentes.

O ímã da armadura, tendo movimento livre, gira a fim de que seu pólo norte se aproxime do pólo sul do ímã do campo, e seu pólo sul do pólo norte do outro. Se nada mais acontecesse, o motor pararia completamente. No entanto, um pouco antes dos pólos opostos se encontrarem, a corrente é invertida no eletroímã da armadura, invertendo, assim, a posição de seus pólos. O pólo norte passa a ser o que está próximo ao norte do campo, e o pólo sul passa a ser o que está próximo ao sul do campo. Eles então se repelem e o motor continua em movimento. Este é o princípio de funcionamento do motor de corrente contínua, conforme ilustra a Figura C.3.

Os motores elétricos modernos utilizados em eletrodomésticos, vidros elétricos e em máquinas industriais, possuem um conjunto de espiras, que são ligadas e desligadas, mantendo o motor sempre ligado.

Invertendo a polarização dos terminais de um motor de corrente contínua varia-se o sentido de rotação do movimento conforme pode ser observado na Figura C.4.

Este projeto faz uso de toda esta teoria aplicada a um servomotor que é motor cc preciso com um codificador embutido. Invertendo o sentido da corrente nos terminais do motor pode-se

movimentá-lo em um sentido ou no outro. Bem como, variando a intensidade da corrente que alimenta o motor, pode-se variar a velocidade do movimento. É claro que se deve levar em conta as especificações de cada motor.

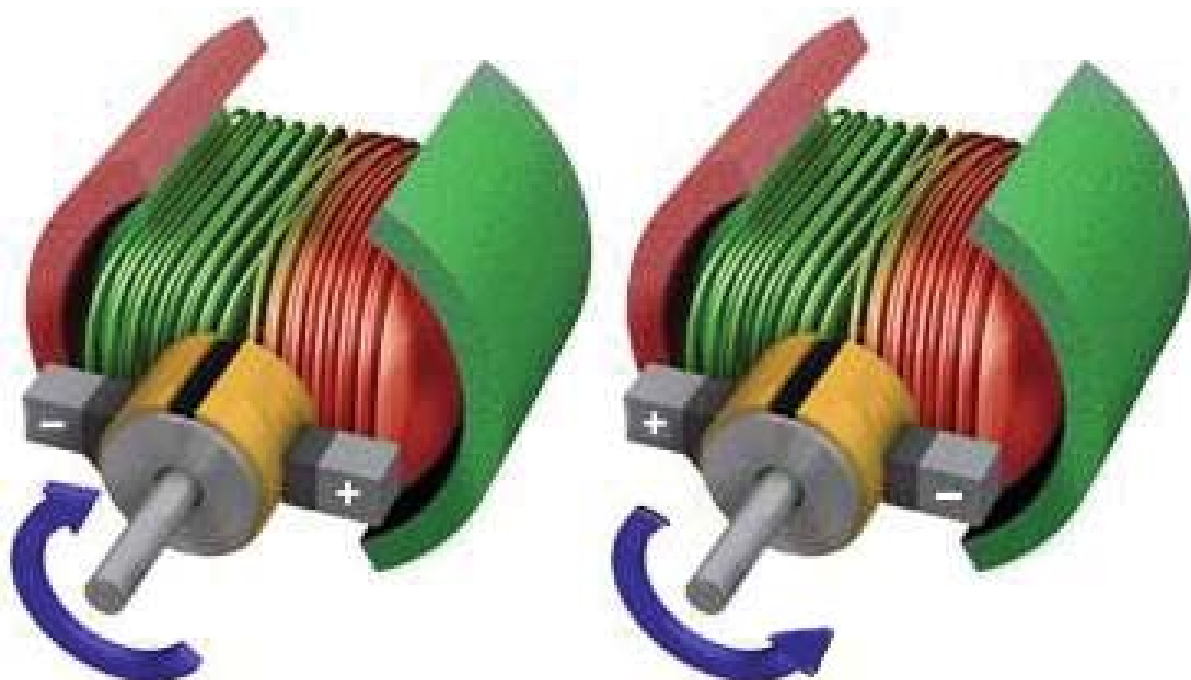


Figura C.4 – Sentido de rotação do motor.